



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0028227
Application Number

출원 년 월 일 : 2003년 05월 02일
Date of Application MAY 02, 2003

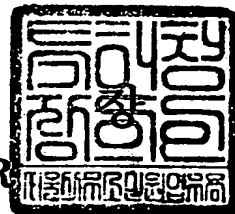
출원인 : 주식회사 케이티프리텔 외 1명
Applicant(s) KTFreetel Co., Ltd., et al.



2003 년 07 월 30 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】 특허출원서
【권리구분】 특허
【수신처】 특허청장
【제출일자】 2003.05.02
【발명의 명칭】 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기
반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법
【발명의 영문명칭】 CHANNEL COMPENSATION METHOD AND WIRELESS COMMUNICATION
SYSTEM IN THE ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING
SYSTEM ON THE FREQUENCY-SELECTIVE FADING CHANNEL
【출원인】
【성명】 좌정우
【출원인코드】 4-2003-011269-3
【대리인】
【명칭】 유미특허법인
【대리인코드】 9-2001-100003-6
【지정된변리사】 이원일
【포괄위임등록번호】 2003-019052-7
【발명자】
【성명】 좌정우
【출원인코드】 4-2003-011269-3
【우선권주장】
【출원국명】 KR
【출원종류】 특허
【출원번호】 10-2003-0019201
【출원일자】 2003.03.27
【증명서류】 첨부
【심사청구】 청구
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의
한 출원심사 를 청구합니다. 대리인
유미특허법인 (인)
【수수료】
【기본출원료】 20 면 29,000 원
【가산출원료】 30 면 30,000 원
【우선권주장료】 1 건 26,000 원



1020030028227

출력 일자: 2003/7/30

【심사청구료】	24	항	877,000	원
【합계】	962,000		원	
【감면사유】	개인 (70%감면)			
【감면후 수수료】	306,800		원	
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통 2.우선권증명서류 및 동 번역문[특허청기제출]_1통			

【요약서】

【요약】

본 발명은 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법에 관한 것이다.

본 발명의 실시예에서는 채널의 진폭이 평균 이하인 구간에서의 에러 발생 확률을 감소시켜 시스템의 전체 성능을 개선하기 위한 방안으로서, 송신단의 IDFT부가 제1 및 제3의 N-point IDFT부를 포함하도록 구성하여 전송하고자 하는 이진정보 신호에 대해 두 번의 역이산 푸리에 변환(IDFT)을 수행한다. 그리고, 수신단의 DFT부(160) 역시 제1 및 제3 N-point DFT부와 채널 예측/보간부, 채널 보상부(Channel Estimation and Interpolation) 및 제2 N-point DFT부를 포함하도록 구성하여 송신단으로부터 수신되는 신호에 대해 두 번의 이산 푸리에 변환(DFT)을 수행한다.

이를 통하여, 채널의 진폭이 작은 구간에서의 오류 발생 확률을 감소시켜 전체 오류 성능을 개선할 수 있을 뿐만 아니라, 적어도 두 배 이상의 데이터 전송 속도를 확보할 수 있으며, 동일한 주파수를 갖고 두 배의 투자대비 경제성을 확보할 있다.

【대표도】

도 1

【색인어】

직교 주파수 분할 다중, 페이딩 채널, 채널보상, 인터리빙/디인터리빙, 진폭

**【명세서】****【발명의 명칭】**

주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법 {CHANNEL COMPENSATION METHOD AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM IN THE ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM ON THE FREQUENCY-SELECTIVE FADING CHANNEL}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

도 2는 본 발명의 제2 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

도 3은 도 2에 도시된 인터리빙부의 메모리 버퍼 구성을 도시한 도면이다.

도 4는 도 2에 도시된 인터리빙부의 다른 메모리 버퍼 구성을 도시한 도면이다.

도 5는 본 발명의 제3 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

도 6은 본 발명의 제4 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 개선된 비트 오류율을 도시한 그래프도이다.

도 8은 본 발명의 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

도 9는 본 발명의 제6 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

※도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명※

100 : 무선 통신 시스템

110 : 맵핑부

120 : 직렬-병렬 변환부

130 : IDFT부

131 : 제1 N-point IDFT부

132 : 제2 N-point IDFT부

133 : 제3 N-point IDFT부

140 : 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부

150 : 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부

160 : DFT부

161 : 제1 N-point DFT부

162 : 제3 N-point DFT부

163 : 채널 예측/보간부

164 : 채널 보상부

165 : 제2 N-point DFT부

170 : 병렬-직렬 변환부

180 : 복호부

210 : 인터리빙부

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <22> 본 발명은 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 채널 보상 시스템 및 그 방법에 관한 것이다.
- <23> 근래 들어, 이동 멀티미디어 서비스 제공을 위한 통신 방식으로, 통신 대역폭당 전송 속도 향상 및 다중경로 페이딩 채널에 의한(Multipath fading channel) 간섭 등의 방지를 위한 디지털 변조 방식인 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM' 이라 함) 방식이 주로 이용된다.
- <24> 그 예로서, OFDM 방식은 유선에서는 ADSL과 VDSL 시스템의 통신 방식으로 채택되어 있으며, 무선에서는 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting) 및 디지털 지상 텔레비전(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)의 표준 방식으로 채택되어 있다. 뿐만 아니라, 최근에는 2.4GHz와 5GHz의 무선랜(W-LAN)의 통신 방식으로, IEEE 802.11a와 802.16으로 표준화되어 있다.
- <25> 그런데, 이러한 OFDM 방식은 고속 데이터를 이동 채널을 통해 전송할 때, 상기 이동 채널이 주파수 선택형 페이딩 채널(Frequency-selective fading channel)로 모델링(modeling)되는데, 이러한 OFDM 기반의 무선 통신 시스템은 주파수 선택형 페이딩 채널의 지연 확산(Delay Spread)으로 인한 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference)을 해결하기 위한 방안으로서, 순환 확장(Cyclic-Extension)으로 얻은 보호 구간(Guard Interval)을 OFDM 신호에 덧붙여서 전송하는 방법 등을 이용한다.

- <26> 더 자세히 설명하면, 기존의 OFDM 방식에 따른 무선 통신 시스템은 데이터 변조 및 복조를 위해 송신단과 수신단에 각각 단일 개수의 역이산 푸리에 변환부(IDFT)와 이산 푸리에 변환부(DFT)를 포함하는데, 이때, 송신단으로부터 수신된 신호를 수신단이 이산 푸리에 변환부를 이용하여 신호를 복조하면, 복조된 주파수 선택형 페이딩 채널 신호는 전송 신호의 곱 형태로 표현된다. 이를 통해 수신단의 채널 예측부는 파일럿 심볼(Pilot Symbol)을 이용하여 곱의 형태로 표현되는 채널의 진폭과 위상을 예측하며, 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용하여 채널 보상을 수행한다. 즉, 복조된 OFDM 신호에 채널 예측값인 복소수 공액(Complex Conjugate)을 곱셈 연산하여 채널 보상을 수행하는데, 이는 곧 기존의 컨볼루션 연산에 따른 채널 보상 방법에 비해 훨씬 더 간단하고 쉽게 채널 보상을 수행하는 것이다.
- <27> 그런데, 이와 같은 기존의 채널 보상 방법은 채널의 진폭이 급격히 감소하는 경우에 대해서는 고려를 하지 않는 방법으로서, 이는 곧 버스트 오류(Burst Error) 발생으로 인한 전체 성능 저하를 유발시키는 결과를 초래하게 된다.
- <28> 뿐만 아니라, 이러한 채널 보상 방법은 비트 오류율을 증가시키며, 데이터 전송 속도 역시 낮다는 단점이 있다.
- <29> 한편, 단일 반송파 통신 시스템(Single Carrier Communication System)에서는 상기와 같은 주파수 선택형 페이딩 채널을 보상하기 위해 채널 예측부의 결과를 이용하여 채널 보상을 수행한다. 그러나, 이러한 채널 보상 방법은 채널 예측부 및 복잡한 방식의 등화기를 사용해야만 하는 단점이 있다.
- <30> 따라서, OFDM 기반의 무선 통신 시스템에서 채널의 진폭이 작은 구간의 비트 오류 발생 확률을 줄일 수 있는 채널 보상 시스템 및 그 방안이 절실히 요구되고 있는 실정이다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<31> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 이러한 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 채널의 진폭이 작은 구간에서의 오류 발생 확률을 감소시켜 전체 오류 성능을 개선할 수 있는 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법을 제공하기 위한 것이다.

<32> 또한, 본 발명은 적어도 두 배 이상의 데이터 전송 속도를 확보할 수 있으며, 동일한 주파수를 갖고 두 배의 투자대비 경제성을 확보할 수 있는 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법을 제공하기 위한 것이다.

【발명의 구성 및 작용】

<33> 이러한 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 주파수 선택형 채널에서 동작하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템은, 다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송수신하는 무선 통신 시스템에 있어서, 정보 전송을 위한 벡터를 적어도 두 번 이상 이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조한 후 다중경로 페이딩을 통해 전송하고, 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼(Pilot Symbol) 벡터를 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조하여 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 송신단; 및 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 수신되는 파일럿 심볼 벡터를 복조하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하고, 상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보정한 후, 상기 보상된 정보 전송 벡터를 이산 푸리에 변환하여 상기 채널의 진폭이 평균값보다 작은 특정 구간에서 채널 보상으로

인해 증가되는 잡음 신호값을 OFDM 심볼 구간 내의 평균값으로 평균화시켜 출력하는 수신단을 포함한다.

<34> 또한, 본 발명의 다른 특징에 따른 무선 통신 시스템은, 다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송신하는 송신단 및 상기 송신단으로부터 데이터를 수신하는 수신단을 포함하는 무선 통신 시스템에 있어서, 외부로부터 수신되는 이진 정보 열을 MQAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 방식에 따라 적어도 한 개 이상의 심볼로 맵핑(Mapping)하는 맵핑부; 상기 맵핑된 심볼을 정보 전송 벡터인 벡터 데이터로 각각 변환하는 직렬-병렬 변환부; 상기 변환된 정보 전송 벡터에 대해 역이산 푸리에 변환을 수행하는 IDFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제1 IDFT부; 상기 IDFT부로부터 받은 각각의 전송 벡터의 서브 채널값들을 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 인터리빙부; 상기 제1 방향으로 쓰기 과정이 끝나면 상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 서브채널 값들을 제2 방향으로 읽어 들인 후, 상기 읽어 들인 서브 채널값들을 다시 역이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 기반의 신호로 변조하는 IDFT부를 적어도 한개 이상(-M개-) 포함하는 제2 IDFT부; 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 변조하는 제3 IDFT부; 및 상기 제2 IDFT부로부터 수신되는 신호에 보호 구간을 삽입한 후, 상기 보호구간이 삽입된 정보 전송 벡터를 직렬 신호로 변환하여 전송하며, 상기 보호 구간이 삽입된 파일럿 심볼 벡터를 직렬 신호로 변환하여 수신단으로 전송되도록 하는 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부를 포함한다.

<35> 이때, 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템은, 상기 변환되어 수신되는 직렬 신호에서 보호 구간을 제거한 후, 상기 보호 구간이 제거된 직렬 신호를 벡터 데이터인 정보 전송 벡터와 파일럿 심볼 벡터로 각각 변환하는 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부; 상기 변환된

정보 전송 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 DFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제1 DFT부; 상기 변환된 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 제3 DFT부; 상기 복조된 파일럿 심볼 벡터를 이용하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하는 채널 예측/보간부; 상기 예측된 채널의 진폭 및 위상에 따라 상기 복조된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 채널 보상부; 상기 보상된 채널 신호 전체를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 디인터리빙부; 상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 채널 보상된 신호 중 채널의 자기 상관 관계가 적은 신호들을 제2 방향으로 읽어들이고, 상기 읽어들이는 신호들을 다시 이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 기반의 신호로 복조하는 DFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제2 DFT부; 상기 복조된 신호를 직렬 신호로 변환하는 병렬-직렬 변환부; 및 상기 직렬 변환된 신호를 이진 정보 열로 복원하여 출력하는 복호부를 더 포함하는 것을 특징으로 한다.

<36> 또한, 본 발명의 또 다른 특징에 따른 채널 보상 방법은, 다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송수신하는 무선 통신 시스템의 채널 보상 방법에 있어서, a)정보 전송을 위한 벡터를 적어도 두 번 이상 역이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조한 후, 상기 변조된 신호를 다중 경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 단계; b)상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼(Pilot Symbol) 벡터를 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조하여 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 단계; c)상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 수신되는 파일럿 심볼 벡터를 복조하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하는 단계; d)상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 단계; 및 e)상기 보상된 채널 신호를 이산 푸리에 변환하여

상기 채널의 진폭이 평균값보다 작은 특정 구간에서 채널 보상으로 인해 증가되는 잡음 신호 값을 OFDM 심볼 구간 내의 평균값으로 평균화시켜 출력하는 단계를 포함한다.

<37> 아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였다. 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 동일한 도면 부호를 붙였다.

<38> 먼저, 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템에 대하여 도 1을 참고로 하여 상세하게 설명하면 다음과 같다.

<39> 도 1은 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

<40> 도 1에 도시되어 있듯이, 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템(100)은 크게 송신단(I)과 수신단(II)으로 구성되어 있는데, 이때 본 발명의 실시예에서는 설명의 편의를 위하여 이러한 송신단(I)과 수신단(II)과의 데이터 송수신과 과정, 즉 중간 주파수(IF) 변환의 이전 단계인 기저대역(Baseband) 부분만을 언급하고자 한다.

<41> 그러면 먼저 그 구조에 대해 자세히 설명하면, 송신단(I)은 맵핑부(Mapper, 110), 직렬-병렬 변환부(Serial-to-parallel Converter, 120), IDFT부(130), 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부(Parallel-to-serial Converter and Guard Interval Insertion, 140)를 포함하며, 수신단(II)은 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부(Eliminate Guard Interval and

Serial-to-parallel Converter, 150), DFT부(160), 병렬-직렬 변환부(Parallel-to-serial Converter, 170) 및 검출부(Detector, 180)를 포함한다.

<42> 이때, 본 발명의 실시예에서는 채널의 진폭이 평균 이하인 구간에서의 에러 발생 확률을 감소시켜 시스템의 전체 성능을 개선하기 위한 방안으로서, 송신단(I)의 IDFT부(130)가 제1 내지 제3 N-point IDFT부(131, 132, 133)을 포함하도록 구성하여 외부로부터 수신되는 신호에 대해 두 번의 역이산 푸리에 변환을 수행한다.

<43> 그리고, 수신단(II)의 DFT부(160) 역시 제1 및 제3 N-point DFT부(161, 162)와 채널 예측/보간부(163), 채널 보상부(Channel Estimation and Interpolation, 164) 및 제2 N-point DFT부(165)를 포함하도록 구성하여 송신단(I)으로부터 수신되는 정보 전송 신호에 대해 두 번의 이산 푸리에 변환을 수행한다.

<44> 그러면, 이러한 구조를 이루는 무선 통신 시스템(100)의 각 기능부 및 이를 통한 동작 과정에 대해 수학적 참조를 하여 자세히 설명하면 다음과 같다.

<45> 먼저, 송신단(I)의 맵핑부(Mapper, 110)는 외부로부터 수신되는 이진 정보 열(Binary Information Sequence)을 MQAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation : 직교 진폭 변조, 또는 Multi-Phase Shift Keying : 다중 위상 편이 방식) 방식에 따라 심볼로 맵핑(Mapping)한다.

<46> 직렬-병렬 변환부(120)는 맵핑된 MQAM 심볼을 받아 벡터 데이터로 변환하는데, 이때 변환되는 벡터 데이터는 아래의 [수학식 1]과 같이 표현할 수 있다.

<47>

$$\mathbf{s}_i^j = (s_i^j(0), s_i^j(1), \dots, s_i^j(N-1))$$

【수학식 1】

<48> 여기서, $s_{ij}(k)$ 는 평균 전력이 1로 정규화된 MQAM 심볼이며, i 와 j 는 파일럿 심볼 블록 인덱스로서, i 번째 파일럿 심볼 블록(-한 개의 파일럿 심볼 벡터 + (N_p-1) 개의 정보 전송 벡터

로 이루어진 블록)에서 j 번째 MQAM 심볼 벡터를 의미하며, N 은 서브 채널(또는 부 반송파) 수를 의미한다.

<49> 즉, 본 발명의 실시예에서는 단일 개수의 파일럿 심볼 벡터와 (N_p-1) 개의 정보 전송 벡터를 이용하여 파일럿 심볼 블록을 구성하는데, 이때 N_p 는 파일럿 심볼 벡터의 간격으로서 정보 전송 벡터, (N_p-1) 개가 전송된 후에 하나의 파일럿 심볼 벡터가 전송됨을 의미한다.

<50> 다음으로, IDFT부(130)의 제1 및 제2 N -point IDFT부(131, 132)는 두 번의 제1 및 제2 역이산 푸리에 변환을 통해 정보 전송 벡터인 MQAM 심볼 벡터를 OFDM 신호로 변조하며, 제3 N -point IDFT부(133)는 이동 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼을 OFDM 신호로 변조한다.

<51> 이때, 제2 N -point IDFT부(132)의 출력 신호와 제3 N -point IDFT부(133)의 출력 신호에 대해 아래의 [수학식 2]와 같이 각각 표현할 수 있다.

<52>

$$\tilde{x}_i^j = \begin{cases} \text{IDFT}(p_i) & j = 0 \\ \text{IDFT}(\text{IDFT}(s_i^j)) & 1 \leq j \leq N_p - 1 \end{cases}$$

【수학식 2】

<53> 여기서, 파일럿 심볼 벡터는 아래의 [수학식 3]과 같이 표현할 수 있다.

<54>

$$p_i^j = (p_i(0), 0, \dots, 0, p_i(P), \dots, p_i(N_G P - 1), 0, \dots, 0)$$

【수학식 3】

<55> 여기서, $P_i(P)$ 는 평균 전력이 N/N_G 로 정규화된 파일럿 심볼을 의미하며, P 는 파일럿 심볼 벡터에서 파일럿 심볼의 간격(Pilot Spacing)을 나타낸다. 이때, 일반적으로 파일럿 심볼 벡터에서 파일럿 심볼의 수를 보호 구간과 동일하게 함으로, $P=N/N_G$ 가 된다.

<56> 다음으로, 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부(140)는 제2 N -point IDFT부(132)의 출력 신호인 OFDM 신호로부터 순환 확장(Cyclic Extension)하여 구한 보호 구간(Guard Interval)을 상

기 OFDM 신호에 추가한 후, 앞서 언급한 파일럿 심볼 블록 구성 방법에 따라, 보호 구간이 추가된 정보 전송 벡터를 직렬 신호로 변환하여 (N_p-1) 개의 벡터를 전송한 다음, 하나의 보호 구간이 추가된 파일럿 심볼 벡터를 직렬로 변환하여 중간주파수(IF) 변환부로 전송한다.

- <57> 이후, 이러한 과정을 거쳐 전송된 신호는 중간 주파수 변환부 및 고주파수 변환부, 안테나를 거쳐 수신단(Ⅱ)으로 전송된다.
- <58> 다음으로, 수신단(Ⅱ)의 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부(150)는 중간 주파수(IF) 복조부로부터 수신되는 OFDM 신호에서 보호 구간을 제거한 후, 보호 구간이 제거된 직렬 신호를 벡터 데이터로 변환한다.
- <59> 이후, 본 발명의 제1 실시예에 따른 DFT부(160)의 제3 N-point DFT부(162)는 변환된 벡터 데이터 중 파일럿 심볼 벡터인 OFDM 신호를 복조하며, 채널 예측/보간부(163)는 복조된 파일럿 심볼 벡터로부터 정보 전송 신호에 곱해진 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측한다.
- <60> 한편, 제1 N-point DFT부(161)는 변환된 벡터 데이터 중 정보 전송 벡터를 복조하며, 채널 보상부(164)는 채널 예측/보간부(163)로부터 수신된 채널 예측값을 이용하여 복조된 정보 전송 데이터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상한다.
- <61> 그리고, 제2 N-point DFT(165)는 채널 보상된 정보 전송 신호를 다시 이산 푸리에 변환하여 채널의 진폭이 작은 특정 구간에서의 잡음 신호 증가(Noise Enhancement)가 일반 심볼 구간 내의 값들로 평균화(Averaging 또는 Smoothing)되도록 함으로써, 특정 구간에서의 오류 발생 확률을 감소시킨다. 이는 곧 시스템의 전체 성능을 개선시킨다.
- <62> 다음으로, 병렬-직렬 변환부(170)는 채널 보상된 정보 전송 벡터를 직렬 신호로 변환하여 출력하며, 복호부(180)는 출력된 직렬 신호를 이진 정보 열로 복원하여 출력한다.

<63> 그러면 여기서 본 발명의 제1 실시예의 따른 무선 통신 시스템(100)의 가장 중요한 동작 과정인 채널 보상 과정에 대해 자세히 알아보면 다음과 같다.

<64> 먼저, 제3 N-point DFT(162)를 통해 복조된 파일럿 심볼 벡터에서 k번째 서브채널은 아래의 [수학식 4]와 같이 표현할 수 있다.

<65> **【수학식 4】**
$$r_i(k) = H_i(k)p_i(k) + I_i(k) + W_i(k) \quad 0 \leq k \leq N-1$$

<66> 여기서, $H_i(k)$ 는 주파수 선택형 페이딩 채널로 인한 왜곡 신호를 의미하며, $I_i(k)$ 는 도플러 확산(Doppler Spread)으로 인한 서브채널간 간섭신호(ICI : Interchannel Interference), $W_i(k)$ 는 주파수 영역에서 N_0 의 평균 전력을 갖는 가산백색잡음(AWGN) 신호를 의미한다. 이때, 제1 N-point DFT부(161)를 통해 복조된 정보 전송 벡터는 아래의 [수학식 5]와 같이 표현할 수 있다.

<67>
$$r_i^j = \text{DFT}(y_i^j)$$

<68> **【수학식 5】**
$$y_i^j = (y_i^j(0), y_i^j(1), \dots, y_i^j(N-1))$$

<68> 여기서, y_i^j 는 i번째 파일럿 블록의 j번째 OFDM 수신 신호 벡터를 의미한다.

<69> 그러면, 채널 보상부(164)는 채널 예측/보간부(163)로부터 채널의 진폭과 위상에 대한 예측값을 받아 아래의 [수학식 6]과 같은 최소 평균 자승 에러(Minimum Mean Square Error) 등화 방식으로 채널을 보상한다.

<70> **【수학식 6】**
$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2 + \sigma_w^2 / \sigma_x^2 + \sigma_I^2}$$

<71> 여기서 $\hat{H}_i^j(k)$ 는 채널 예측/보간부(163)로부터 받은 채널 예측 값을 의미하며, σ_w^2 , σ_x^2 은



OFDM 신호와 백색 잡음 신호의 평균전력 값, σ_I^2 은 서브 채널간 간섭 신호의 평균 전력값을 의미한다. 이때, 서브 채널간 간섭 신호의 평균 전력값 σ_I^2 은 아래의 [수학식 7]과 같이 구할 수 있다.

<72>

$$\sigma_I^2 = 1 - \frac{1}{N^2} \left(N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_0(2\pi n f_D T_s) \right)$$

【수학식 7】

<73> 여기서 f_D 는 최대 도플러 주파수를 의미하며, T_s 는 샘플링 구간, $J_0()$ 는 영차 일차형 베셀 함수(first kind Bessel function)를 의미하며, 참고로 채널간 간섭 신호는 가우시언(Gaussian) 잡음으로 모델링할 수 있으며, 백색잡음(AWGN)이 없는 경우에도 전송 오류를 발생시킬 수 있다

<74> 또한, 채널 보상부(164)는 채널 예측/보간부(163)로부터 채널의 진폭과 위상에 대한 예측값을 받아 아래의 [수학식 8]과 같은 ZF(Zero Forcing) 등화 방식으로 채널 보상을 수행할 수도 있다.

<75>

$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2}$$

【수학식 8】

<76> 또한, 채널 보상부(164)는 채널 예측/보간부(163)로부터 채널의 진폭과 위상에 대한 예측값을 받아 이득 제한(Gain-limited) 등화 방식에 대한 채널 보상을 수행할 수도 있다. 이러한 이득 제한 등화 방식에 따른 채널 보상에 대한 표시예가 아래의 [수학식 9]이다.

<77>

$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2 + \sigma}$$

【수학식 9】

<78> 여기서, σ 는 이득 제한을 위해 사용되는 상수 값이다.

- <79> 이후, 제3 N-point DFT부(163)는 상기와 같은 등화 방식에 따라 채널 보상된 정보 전송 신호를 다시 이산 푸리에 변환하여 채널의 진폭이 작은 특정 구간에서의 잡음 신호 증가(Noise Enhancement)를 일반 심볼 구간 내의 값들로 평균화시킨다.
- <80> 이처럼, 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템(100)은 추정된 채널 예측 값을 이용하여 채널의 진폭과 위상을 보상함에 있어, 채널 보상부(164)가 최소 평균 자승 에러 등화 방식 등을 통해 채널을 보상한 후, 제3 N-point DFT부(163)가 보상된 채널 중 채널의 진폭이 평균 이하로 작은 특정 구간에서의 잡음 신호 증가를 일반 심볼 구간 내의 값으로 평균화시킴으로써, 시스템의 전체적인 성능을 개선할 수 있다.
- <81> 즉, 본 발명의 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템(100)은 기존의 OFDM 기반의 채널 보상 방법에 비해, 상기와 같은 기능(-보상된 채널 중 진폭이 평균 이하로 작은 특정 구간에서의 잡음 신호 증가-)을 수행하는 추가적인 역이산 푸리에 변환과 그에 일대일대응 하는 이산 푸리에 변환을 더 수행함으로써, 오류 발생 확률을 감소시킨다. 이러한 시스템 성능 개선에 대한 표시예가 첨부된 도 7이다.
- <82> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 개선된 비트 오류율을 도시한 그래프도이다.
- <83> 도 7에 도시되어 있듯이, 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 기존의 OFDM 방식에 비해 비트 오류 확률이 10^{-3} 에서 10dB이상 개선하였음을 알 수 있다. 또한, 추가적인 오류 정정 부호(Error correcting code)의 사용 없이도 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 신호 대 잡음비(SNR : Signal-to-noise ratio)가 30dB에서, 100Hz의 최대 도플러 주파수가 존재하는 이동 채널 환경에서 4bit/sec/Hz의 높은 주파수 이용 효율을 가질 수 있다. 이는 곧 5MHz의 주파수 대역폭을 사용하여 이동 멀티미디어 서비스를 제공하는 경우, 20Mbps(보호 구

간과 파일럿 심볼로 인한 감소분을 고려하지 않았을 경우)의 전송 속도를 얻을 수 있다. 참고로, 기존의 OFDM 방식은 동일한 조건에서 2bit/sec/Hz의 주파수 이용 효율에 따라 10Mbps의 전송 속도를 갖는다.

<84> 따라서, 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 기존의 전송 방식에 비해 두 배의 데이터 전송 속도를 얻을 수 있으며, 이는 결국 동일한 주파수를 갖고 두 배의 투자대비 경제성을 확보하게 되는 것이다.

<85> 다음으로, 처리 지연(Processing Delay)이 허용되는 경우, 제1 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 추가적인 시스템 성능 오류를 개선하기 위한 방안으로서, 인터리빙(Interleaving) 및 디인터리빙(De-Interleaving)을 각각 수행하는 기능부를 더 포함하는 본 발명의 제2 실시예에 대해 첨부된 도면을 통해 자세히 설명하면 다음과 같다.

<86> 참고로, 이하 설명하고자 하는 본 발명의 제2 내지 제5 실시예에서는 설명의 편의를 위하여 무선 통신 시스템의 송신단(I)에 대해서만 자세히 설명하고자 하는데, 이는 곧 수신단(II)에서의 동작 과정이 송신단(II)에서의 동작 과정과 일대일대응함과 동시에, 중복되는 동작 과정이 대다수이므로 이하 생략하기로 한다. 하지만 이는 본 발명에 한정되는 것이 아니고, 수신단 및 그의 동작 과정 역시 본 발명에 포함되는 것이다.

<87> 이어 설명하면, 도 2는 본 발명의 제2 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이며, 도 3은 도 2에 도시된 인터리빙부의 메모리 버퍼 구성을 도시한 도면이며, 도 4는 도 2에 도시된 인터리빙부의 다른 메모리 버퍼 구성을 도시한 도면이다.

- <88> 도 2에 도시되어 있듯이, 본 발명의 제2 실시예에 따른 무선 통신 시스템(100)의 송신단(I)은 IDFT부(210)를 제외하고는 제1 실시예와 동일한 구조를 가진다. 수신단(II) 역시 DFT부를 제외하고는 제1 실시예와 동일한 구조를 가진다.
- <89> 자세하게 설명하면, IDFT부(210)는 제1 및 제2 N-point IDFT부(212, 213) 사이에 M개의 메모리 버퍼(Buffer)로 이루어진 인터리빙부(211)를 더 포함하며, 제1 및 제2 N-point IDFT부(212, 213) 역시 메모리 버퍼에 각각 일대일 대응 하는 개수 만큼의 IDFT부를 각각 더 포함한다.
- <90> 이러한 구조를 이루는 무선 통신 시스템에 대해 자세히 설명하면, 먼저 송신단(I)의 맵핑부(Mapper, 110)로부터 맵핑(Mapping)된 MQAM 심볼이 수신되면, m개의 직렬-병렬 변환부(121~120m)는 맵핑된 MQAM 심볼을 순차적으로 받아 벡터 데이터로 변환한다.
- <91> 이후, m개의 IDFT부로 구성된 제1 N-point IDFT부(212)의 각 IDFT부는 변환된 벡터 데이터를 받아 역이산 푸리에 변환한 후, 그 각각의 출력값을 인터리빙부(211)로 전송한다.
- <92> 그러면, 인터리빙부(211)는 m개의 IDFT부로부터 각각 수신되는 출력 신호의 서브 채널값들을 메모리 버퍼 내에 수직 방향(또는 시간 방향)으로 쓰기(Writing) 과정을 수행하며, 전체 개수(N개)의 파일럿 심볼 블록에 대한 쓰기 과정이 끝나면, 제2 N-point IDFT부(213)는 쓰기 과정이 끝난 메모리 버퍼에 대해 수직 방향(또는 주파수 방향)으로 읽기(Reading) 과정을 수행한다. 이러한 메모리 버퍼내의 쓰기 및 읽기 과정에 대한 표시예가 도 3이다.
- <93> 도 3은 도 2에 도시된 인터리빙부의 메모리 버퍼 구성을 도시한 도면이다.
- <94> 도시되어 있듯이, 인터리빙부(211)는 M개의 메모리 버퍼로 구성되어 있으며, 각 버퍼에 기재되어 있는 숫자는 m개의 IDFT부로부터 각각 수신되는 출력 신호의 서브 채널값들을 의

미한다. 이러한 구조를 이루는 인터리빙부(211)는 각 버퍼의 서브 채널값들을 수직 방향(또는 시간 방향)으로 쓰기(Writing) 과정을 수행하여 제2 N-point IDFT부(213)로 하여금 쓰여진 서브 채널값들 중, 자기 상관 관계가 적은 채널값들을 중심으로 하여 읽기 과정을 수행할 수 있도록 한다.

<95> 이는 곧 제1 실시예와는 달리 처리 지연(Processing Delay)이 허용되는 경우, 자기상관 관계가 많은 각 서브 채널값들을 위에서 아래로 순차적으로 모두 임시 저장한 후, 그 중 자기 상관관계가 적은 서브 채널값들을 다시 주파수 방향으로 읽어들이므로써, 무선 통신 시스템의 오류 성능을 개선한다.

<96> 이후, 제2 N-point IDFT부(213)의 각 IDFT부는 읽어들이는 서브 채널값들을 다시 푸리에 변환하여 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부(140)로 전송함으로써, 보호 구간이 추가된 정보 전송 벡터가 직렬 신호로 변환되어 출력될 수 있도록 한다.

<97> 즉, 본 발명의 제2 실시예에서는 처리 지연이 허용되는 경우, 채널의 자기 상관 관계가 적은 서브 채널 값을 읽어들이어 OFDM 신호에 대해 복조를 수행함으로써, 시스템의 전체적인 성능을 개선할 수 있다.

<98> 또한, 본 발명의 제2 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 이에 한정되는 것이 아니고, 각 각의 서브 채널값들을 인터리빙부(211)가 어느 방향으로 쓰기 과정을 진행하는지 또는 제2 N-point IDFT부(213)가 어떤 방향으로 읽어들이는지에 따라 그 성능이 다를 수가 있는데, 즉, 이러한 쓰기 및 읽기 방향에 따른 수신단에서 디인터리빙 과정을 통해 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 자기상관관계를 줄여 좋은 오류 성능을 얻을 수 있도록 한다.

<99> 이러한 실시예 중의 하나에 대해 설명하면, 인터리빙부(211)가 수신되는 각각의 서브 채널값들을 메모리 버퍼에 대각선 방향으로 쓰기 과정을 진행하면, 제2 N-point IDFT부(213)가 다 쓰여진 서브 채널값들을 행 방향과 평행한 방향(수평 방향)인 주파수 방향으로 읽어들이는 방법이다. 이는 앞서 언급한 시계 방향의 쓰기 과정에 비해 좋은 오류 성능을 얻을 수 있다.

<100> 그러면 여기서, 이러한 인터리빙부(211) 및 제2 N-point IDFT부(213)의 쓰기 및 읽기 방법을 유도하는 과정에 대해 첨부된 수학적식을 통해 간략히 알아보면 다음과 같다.

<101> 먼저, 앞서 언급한 [수학적식 4]에서의 주파수 선택형 페이딩 채널로 인한 왜곡 신호인 $H_i(k)$ 는 아래의 [수학적식 10]과 같은 2차원 자기 상관 관계(Auto correlation)를 갖는다.

<102>

$$R_H(a,b) = E[H_i(k)H_{i-b}^*(k-a)]$$

$$= R(0,b) \sum_{l=0}^{\tau_L-1} \sigma_{\alpha_l}^2 e^{-j\frac{2\pi al}{N}}$$

【수학적식 10】

<103> 여기서, τ_L 은 다중 경로 채널에서 L번째 경로의 지연시간을 의미하며, σ_{α}^2 은 L 번째 경로로 신호의 평균 전력을 의미하며, 이때, 각 경로의 평균 전력은 전체 평균 전력이 1로 정규화된다. 이처럼, 주파수 방향으로 자기상관관계는 페이딩 채널의 지연 프로파일(Delay Profile)에 영향을 받는다. 그리고, 상기 식에서 $R(0,b)$ 은 아래의 [수학적식 11]과 같다.

<104>

$$R(0,b) = \frac{1}{N^2} \left(N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) J_o(2\pi((b-1)Nu(b-1) + bN_G + n)f_D T_s) \right)$$

【수학적식 11】

<105> 여기서, u 는 단위계단(unit step) 함수를 의미하며, N_G 는 보호 구간을 의미한다. 주파수 방향으로 자기상관관계는 최대 도플러 주파수(Maximum Doppler frequency), 서브채널 수, 보호

구간 및 신호의 대역폭($1/T_s$)에 영향을 받는다. 이를 통하여, 오류 성능 개선을 위한 인터리빙 부(211)의 최적의 동작 방법을, 첨부된 도 3과 같이 유도할 수 있다.

<106> 또한, 지연 확산(Delay Profile)을 갖는 페이딩 채널에서는, 첨부된 도 4와 같이 대각선 방향으로 쓰기 과정을 수행한 후, 자기상관관계가 적은 서브채널 값으로 구성되도록 수평 방향으로 인터리빙하여 좋은 성능을 얻을 수 있도록 한다.

<107> 그리고, 다중 경로가 없는 채널, 즉 주파수 비선택형 채널과 유사한 채널에서는 시간 방향으로 인터리빙을 수행함으로써, 도플러 확산으로 인한 채널의 자기 상관 관계를 줄임으로써 주파수 비선택형 채널에서 OFDM 방식은 좋은 성능을 얻는다.

<108> 상기와 같이, 본 발명의 제2 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 제1 실시예에서와 같이 새로운 채널 보상 방법에 따른 시스템 성능 향상을 이루고자 할 뿐만 아니라, 채널의 자기 상관 관계가 적도록 인터리빙/디인터리빙을 통해 좋은 오류 성능을 얻기도 한다.

<109> 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명은 이에 한정되는 것은 아니며, 그 외의 다양한 변경이나 변형이 가능하다.

<110> 예컨대, 제1 N-point IDFT부의 각 IDFT부의 개수 및 구성을 달리하여 구성할 수도 있다. 그러면, 첨부된 도면을 통해 이와 같은 변형예에 대해 간략히 설명하면 다음과 같다.

<111> 도 5는 본 발명의 제3 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이며, 도 6은 본 발명의 제4 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면이다.

<112> 먼저 도 5에 도시되어 있듯이, 본 발명의 제3 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 IDFT부(510)를 제외하고는 제1 실시예와 동일한 구조를 가지며, 이러한 IDFT

부(510)의 제2 N-Point IDFT부의 개수(-단일 개수-) 및 제1 N_1 -point IDFT부의 구성을 제외하고는 제2 실시예와 동일한 구조를 가진다. 그리고 수신단(Ⅱ) 역시 DFT부를 제외하고는 제1 및 제2 실시예와 동일한 구조를 가진다.

<113> 이러한 구조를 이루는 본 발명의 제3 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 역이산 푸리에 변환 및 이산 푸리에 변환 과정, 즉 계산량을 줄임으로써 구현상의 복잡도를 줄이기 위한 것으로서, 자세히 설명하면 제2 실시예에서와 같이 N-point IDFT부를 각각 구성하기 위해서는 $(N/2)\log_2 N$ 의 복소수 곱셈이 요구된다.

<114> 이로 인해, 본 발명의 제3 실시예에서는 필요한 복소수 곱셈과 덧셈 수를 줄일 수 있도록, 제1 IDFT부(512)를 N-point IDFT부 대신, 상기 N에 비해 작은 수 N_1 -point IDFT부를 M개 사용하고 이러한 IDFT부의 각 출력을 인터리빙함으로써, 기존 OFDM 방식에 대해 성능을 개선하면서 하드웨어 복잡도를 $\log_2 N_1 / \log_2 N$ 비율로 줄일 수 있다. 여기서 $N=MN_1$ 이다.

<115> 다음으로, 첨부된 도 6에 따른 본 발명의 제4 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 IDFT부(610)를 제외하고는 제1 실시예와 동일한 구조를 가지며, 이러한 IDFT부(610)의 제2 N-Point IDFT부의 개수 및 제1 N_1 -point IDFT부의 구성을 제외하고는 제2 실시예와 동일한 구조를 가진다. 그리고 수신단(Ⅱ) 역시 DFT부를 제외하고는 제1 및 제2 실시예와 동일한 구조를 가진다.

<116> 이러한 구조를 이루는 본 발명의 제4 실시예에 따른 무선 통신 시스템 역시 제3 실시예와 마찬가지로, 구현상의 복잡도를 줄임과 동시에 역이산 및 이산 푸리에 연산량을 줄일 수 위한 것으로서, 자세히 설명하면 그 구조는, L개의 제1 N_1 -point IDFT부(613)와 L개의 제2 N-point IDFT부(513) 및 그 사이의 N개의 메모리 버퍼를 갖는 인터리빙부(611)를 포함한다.

- <117> 이어, 본 발명의 제5 실시예에 대해 알아보면, 도 8은 본 발명의 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템(송신단)의 세부적인 구성을 도시한 도면으로서, 도시되어 있듯이 본 발명의 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 IDFT부(810)를 제외하고는 앞서 언급한 제2 실시예와 같은 구조를 갖는다.
- <118> 자세히 설명하면, 제2 실시예와 같이 M개 메모리 버퍼를 갖는 인터리빙부 (211)를 사용하여 성능을 개선하는 구조와 달리, 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 송신단(I)에 단일 개수의 $M \times N$ -point IDFT부(812)와 함께 수신단(II)에 단일 개수의 DFT부를 사용하여 성능을 개선하는 구조이다.
- <119> 이러한 구조를 통해, 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 수신단(II)에서 등화기로 인한 잡음을 완화(Smoothing)시키는 구간이 N-point에서 $M \times N$ -point로 늘어나기 때문에 도 2에 따른 인터리빙 방식보다 성능이 더 개선된다. 참고로, 도 8에 도시된 M개 메모리 버퍼(811)는 인터리빙 기능을 수행하지 않는 단순한 메모리 버퍼이다.
- <120> 다음으로, 본 발명의 제6 실시예에 대해 알아보면, 도 9는 본 발명의 제6 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 세부적인 구성을 도시한 도면으로서, 도시되어 있듯이 도 1에 따른 제1 실시예와 비교하여 1단계 IDFT부 대신에 DFT부를 사용하였으며, 수신단(II)에서는 2단계 DFT부 대신에 IDFT부로 변경된 구조를 이룬다.
- <121> 이러한 구조로 인하여, 제6 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 수신단(II)에서 정보전송 심볼 벡터를 위한 IDFT부가 필요 없게 된다.
- <122> 자세히 설명하면, 제6 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 송신단(I)은 이진 정보 전송 열을 MQAM(또는 MPSK) 심볼로 변환하는 매퍼(910)와, MQAM 심볼열을 벡터로 변환하는 직렬병렬

변환기(920), 사전에 첨두치 대 평균치(Peak-to-average, 이하 PAR 이라 함)를 최적화한 파일럿 심볼에 대해 역이산 푸리에 변환(IDFT)하여 메모리에 저장되어 있는 변조된 파일럿 심볼을 읽어 드리는 메모리부(950) 및, MQAM 심볼 벡터를 병렬 신호로 변환하고 순환 확장으로 구한 보호구간을 삽입하여 전송하는 병렬직렬 변환 및 보호구간 삽입부(940)를 포함한다.

<123> 그리고, 수신단(Ⅱ)은 수신된 신호에서 보호 구간을 삭제하고 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하는 보호구간 제거 및 직렬병렬 변환기(950)와, 정보전송 심볼 벡터를 주파수 영역으로 변환하는 DFT부(961), 파일럿 심볼 벡터를 DFT부(962)에서 복조하면, 복조된 파일럿 심볼 벡터를 이용하여 정보전송 심볼 벡터의 채널을 예측하는 채널예측 및 보간필터부(963), 등화기로 채널을 보상하는 채널 보상부(964), 채널 보상된 정보전송 심볼 벡터를 IDFT로 복조하는 IDFT부(965), 복조된 신호를 직렬 신호로 변환하는 병렬직렬 변환기(970) 및, 변환된 신호를 이진 정보열로 복원하는 복호부(980)를 포함한다.

<124> 이처럼, 본 발명의 제6 실시예에 따른 무선 통신 시스템은, 제1 실시예와는 달리 송수신단에서 두 개의 IDFT부가 제외된 구조를 이루므로, 하드웨어 복잡도를 줄일 수 있다.

<125> 그런데, MQAM(또는 MPSK) 심볼 벡터를 IDFT부를 통해 OFDM 신호로 변조하면, 변조된 신호의 진폭이 평균에 비해 상대적으로 크게 나타나는데, 이를 PAR이라는 파라미터로 나타낼 경우, PAR이 크면 A/D, D/A 변환기에서 높은 다이내믹 크기(Dynamic Range)를 요구하게 되어 가격이 상승하고, 전력 증폭기의 Backoff 현상으로 진폭이 큰 부분에서 잘리는 클리핑(Clipping) 현상이 발생한다. 이러한 클리핑(Clipping) 현상은 신호의 왜곡을 초래하고 시스템의 오류 성능을 저하시킨다.

<126> 그러나, 본 발명의 제5 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 IDFT를 사용하지 않음으로서, PAR로 인한 성능 저하가 발생하지 않을 뿐만 아니라, 효과적인 성능 개선을 이룰 수 있다.

<127> 상기와 같이, 본 발명의 여러 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 채널 보상시 채널의 진폭이 작은 구간에서의 채널 보상으로 인한 잡음신호 증가를 심볼 구간내의 평균값들로 조정함으로써, 오류 발생 확률을 적게 발생시켜 전체적인 시스템 성능을 향상시킬 수 있다.

<128> 뿐만 아니라, 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템은 이러한 채널 보상시, 채널의 자기 상관 관계가 적게 되도록 인터리빙/디인터리빙을 수행하고 이를 복원을 수행함으로써, 좋은 오류 성능을 얻을 수 있도록 한다.

<129> 도면과 발명의 상세한 설명은 단지 본 발명의 예시적인 것으로서, 이는 단지 본 발명을 설명하기 위한 목적에서 사용된 것이지 의미한정이나 특허청구범위에 기재된 본 발명의 범위를 제한하기 위하여 사용된 것은 아니다. 그러므로 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

【발명의 효과】

<130> 본 발명에 따른 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템 및 그 채널 보상 방법은 채널의 진폭이 작은 구간에서의 오류 발생 확률을 감소시켜 전체 오류 성능을 개선할 수 있을 뿐만 아니라, 적어도 두 배 이상의 데이터 전송 속도를 확보할 수 있으며, 동일한 주파수를 갖고 두 배의 투자대비 경제성을 확보할 수 있는 효과가 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송수신하는 무선 통신 시스템에 있어서,

정보 전송을 위한 벡터를 적어도 두 번 이상 역이산 푸리에 변환을 수행하여

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조한 후 다중경로 페이딩을 통해 전송하고, 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼(Pilot Symbol) 벡터를 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조하여 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 송신단; 및

상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 수신되는 파일럿 심볼 벡터를 복조하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하고, 상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상한 후, 상기 보상된 정보 전송 벡터를 이산 푸리에 변환하여 상기 채널의 진폭이 평균값보다 작은 특정 구간에서 채널 보상으로 인해 증가되는 잡음 신호값을 OFDM 심볼 구간 내의 평균값으로 평균화시켜 출력하는 수신단을 포함하는 직교 주파수 분할 다중화 기반의 무선 통신 시스템.

【청구항 2】

제1 항에 있어서,

상기 송신단은,

외부로부터 수신되는 이진 정보 열을 MQAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 방식에 따라 심볼(Symbol)로 맵핑(Mapping)하는 맵핑부;

상기 맵핑된 심볼을 정보 전송 벡터인 벡터 데이터로 변환하는 직렬-병렬 변환부;

상기 변환된 정보 전송 벡터에 대해 역이산 푸리에 변환을 수행하는 제1 IDFT부;

상기 역이산 푸리에 변환한 신호를 다시 역이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 기반의 신호로 변조하는 제2 IDFT부;

상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 변조하는 제3 IDFT부; 및

상기 제2 IDFT부로부터 수신되는 신호에 보호 구간을 삽입한 후, 상기 보호구간이 삽입된 정보 전송 벡터를 직렬 신호로 변환하여 전송하며, 상기 보호 구간이 삽입된 파일럿 심볼 벡터를 직렬 신호로 변환하여 전송하는 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부를 포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 3】

제2 항에 있어서,

상기 수신단은,

상기 변환되어 수신되는 직렬 신호에서 보호 구간을 제거한 후, 상기 보호 구간이 제거된 직렬 신호를 벡터 데이터인 정보 전송 벡터와 파일럿 심볼 벡터로 각각 변환하는 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부;

상기 변환된 정보 전송 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 제1 DFT부;

상기 변환된 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 제3 DFT부;

상기 복조된 파일럿 심볼 벡터를 이용하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하는 채널 예측/보간부;

상기 예측된 채널의 진폭 및 위상에 따라 상기 복조된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 채널 보상부;

상기 보상된 채널 신호를 이산 푸리에 변환하여 상기 채널의 진폭이 평균값보다 작은 특정 구간에서의 커지는 잡음신호 값을 심볼 구간 내의 평균값으로 평균화시키는 제2 DFT부;

상기 제2 DFT부로부터 수신되는 신호를 직렬 신호로 변환하는 병렬-직렬 변환부; 및

상기 직렬 변환된 신호를 이진 정보 열로 복원하여 출력하는 복호부

를 포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 4】

제2 항에 있어서,

상기 채널 보상부는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용한 최소 평균 자승 에러 등화 방식을 통해 상기 채널의 진폭과 위상을 보상하며, 상기 최소 평균 자승 에러 등화 방식은 아래의 수학식,

$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2 + \sigma_w^2 / \sigma_x^2 + \sigma_I^2}$$

을 따르며, $\hat{H}_i^j(k)$ 는 상기 예측된 채널의 진폭과 위상값이고, σ_w^2 , σ_x^2 은 OFDM 기반의 신호와 백색 잡음 신호의 평균 전력 값, σ_I^2 은 서브채널간 간섭신호의 평균 전력값인 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 5】

제4 항에 있어서,

상기 채널 보상부는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용한 ZF(Zero Forcing) 등화 방식을 통해 상기 채널의 진폭과 위상을 보상하며, 상기 ZF 등화 방식은 아래의 수학적식,

$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2}$$

을 따르는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 6】

제4 항에 있어서,

상기 채널 보상부는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용한 이득 제한 등화 방식을 통해 상기 채널의 진폭과 위상을 보상하며, 상기 이득 제한 등화 방식은 아래의 수학적식,

$$\hat{x}_i^j(k) = \frac{r_i^j(k) \hat{H}_i^{j*}(k)}{|\hat{H}_i^{j*}(k)|^2 + \sigma}$$

을 따르며, σ 는 이득 제한을 위해 사용되는 상수값인 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템

【청구항 7】

다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송신하는 송신단 및 상기 송신단으로부터 데이터를 수신하는 수신단을 포함하는 무선 통신 시스템에 있어서,

외부로부터 수신되는 이진 정보 열을 MQAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 방식에 따라 적어도 한 개 이상의 심볼로 맵핑(Mapping)하는 맵핑부;

상기 맵핑된 심볼을 정보 전송 벡터인 벡터 데이터로 각각 변환하는 직렬-병렬 변환부;

상기 변환된 정보 전송 벡터에 대해 역이산 푸리에 변환을 수행하는 IDFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제1 IDFT부;

상기 IDFT부로부터 받은 각각의 전송 벡터의 서브 채널값들을 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 인터리빙부;

상기 제1 방향으로 쓰기 과정이 끝나면 상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 서브채널 값들을 제2 방향으로 읽어들이고 후, 상기 읽어들이는 서브 채널값들을 다시 역이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 기반의 신호로 변조하는 IDFT부를 적어도 한개 이상(-M개-) 포함하는 제2 IDFT부;

상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 변조하는 제3 IDFT부; 및

상기 제2 IDFT부로부터 수신되는 신호에 보호 구간을 삽입한 후, 상기 보호구간이 삽입된 정보 전송 벡터를 직렬 신호로 변환하여 전송하며, 상기 보호 구간이 삽입된 파일럿 심볼 벡터를 직렬 신호로 변환하여 수신단으로 전송되도록 하는 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부를 포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 8】

제7 항에 있어서,

상기 변환되어 수신되는 직렬 신호에서 보호 구간을 제거한 후, 상기 보호 구간이 제거된 직렬 신호를 벡터 데이터인 정보 전송 벡터와 파일럿 심볼 벡터로 각각 변환하는 보호구간 제거/직렬-병렬 변환부;

상기 변환된 정보 전송 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 DFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제1 DFT부;

상기 변환된 파일럿 심볼 벡터를 OFDM 기반의 신호로 복조하는 제3 DFT부;

상기 복조된 파일럿 심볼 벡터를 이용하여 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하는 채널 예측/보상부;

상기 예측된 채널의 진폭 및 위상에 따라 상기 복조된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 채널 보상부;

상기 보상된 채널 신호 전체를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 디인터리빙부;

상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 채널 보상된 신호 중 채널의 자기 상관 관계가 적은 신호들을 제2 방향으로 읽어들이고, 상기 읽어들이는 신호들을 다시 이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 기반의 신호로 복조하는 DFT부를 적어도 한 개 이상(-M개-) 포함하는 제2 DFT부;

상기 복조된 신호를 직렬 신호로 변환하는 병렬-직렬 변환부; 및

상기 직렬 변환된 신호를 이진 정보 열로 복원하여 출력하는 복호부

를 더 포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 9】

제7 항 또는 제8 항에 있어서,

상기 인터리빙부는,

상기 수신된 전송 벡터의 서브 채널값을 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 세로 방향(-시간방향-)으로 쓰기 과정을 순차적으로 수행하며,

상기 디인터리빙부는,

상기 채널 보상된 신호를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 세로 방향(-시간방향-)으로 쓰기 과정을 순차적으로 수행하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 10】

제7 항 또는 제8 항에 있어서,

상기 인터리빙부는,

상기 수신된 전송 벡터의 서브 채널값을 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 대각선 방향(-시간 방향과 주파수 방향-)으로 쓰기 과정을 순차적으로 수행하며,

상기 디인터리빙부는,

상기 채널 보상된 신호를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 대각선 방향(-시간 방향과 주파수 방향-)으로 쓰기 과정을 순차적으로 수행하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 11】

제1 항 내지 제3 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 송신단은,

M 개의 N_I -point IDFT부($-N_I$ 는 N 에 비해 적은 수이며, $N=MN_I$ 임-); 및

상기 제1 IDFT부로부터 신호를 받아 상기 제2 IDFT에 신호를 인가하는 $M \times N_I$ 으로 이루어진 메모리 버퍼의 인터리빙부

를 포함하며,

상기 수신단은,

M 개의 N_I -point DFT부($-N_I$ 는 N 에 비해 적은 수이며, $N = MN_I$ 임-); 및

상기 제1 DFT부로부터 신호를 받아 상기 제2 DFT에 신호를 인가하는 $M \times N_I$ 으로 이루어진 메모리 버퍼의 디인터리빙부

를 포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 12】

제7 항 또는 제8 항에 있어서,

상기 송신단은,

$L \times M$ 개의 N_I -point IDFT부($-N_I$ 는 N 에 비해 적은 수이며, $N = MN_I$ 임-); 및

상기 제1 IDFT부로부터 신호를 받아 상기 제2 IDFT에 신호를 인가하는 $L \times M \times N_I$ 으로 이루어진 메모리 버퍼의 인터리빙부

를 포함하며,

상기 수신단은,

$L \times M$ 개의 N_I -point DFT부($-N_I$ 는 N 에 비해 적은 수이며, $N = MN_I$ 임-); 및

상기 제1 DFT부로부터 신호를 받아 상기 제2 DFT에 신호를 인가하는 $L \times M \times N_I$ 으로 이루어진 메모리 버퍼의 디인터리빙부

포함하는 무선 통신 시스템.

【청구항 13】

다중경로 페이딩 채널을 이용하여 데이터를 송수신하는 무선 통신 시스템의 채널 보상 방법에 있어서,

- a) 정보 전송을 위한 벡터를 적어도 두 번 이상 역이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조한 후, 상기 변조된 신호를 다중 경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 단계;
 - b) 상기 다중경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하기 위한 파일럿 심볼(Pilot Symbol) 벡터를 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 신호로 변조하여 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 전송하는 단계;
 - c) 상기 다중경로 페이딩 채널을 통해 수신되는 파일럿 심볼 벡터를 복조하여 상기 다중 경로 페이딩 채널의 진폭과 위상을 예측하는 단계;
 - d) 상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 단계; 및
 - e) 상기 보상된 채널 신호를 이산 푸리에 변환하여 상기 채널의 진폭이 평균값보다 작은 특정 구간에서 채널 보상으로 인해 증가되는 잡음 신호값을 OFDM 심볼 구간 내의 평균값으로 평균화시켜 출력하는 단계
- 를 포함하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 14】

제13 항에 있어서,

상기 e)단계는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 최소 평균 자승 에러 등화 방식을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 15】

제13 항에 있어서,

상기 e)단계는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 ZF(Zero Forcing) 등화 방식을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 16】

제13 항에 있어서,

상기 e)단계는,

상기 예측된 채널의 진폭과 위상을 이득 제한 등화 방식을 이용하여 상기 수신된 정보 전송 벡터에 곱해진 채널의 진폭과 위상을 보상하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 17】

제13 항에 있어서,

상기 a)단계는,

상기 정보 전송 벡터의 서브 채널값들을 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 하는 단계; 및

상기 제1 방향으로 쓰기 과정이 끝나면 상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 서브채널 값들을 제2 방향으로 읽어들이는 단계

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 18】

제17 항에 있어서,

상기 e)단계는,

상기 보상된 채널 신호 전체를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 제1 방향으로 쓰기 과정을 수행하는 단계; 및

상기 제1 방향으로 쓰여져 있는 채널 보상된 신호 중 채널의 자기 상관 관계가 적은 신호들을 제2 방향으로 읽어들이는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템에서의 채널 보상 방법.

【청구항 19】

제17 항 또는 제18 항에 있어서,

상기 제1 방향 쓰기 단계는,

상기 정보 전송 벡터의 서브 채널값 또는 채널 보상된 신호를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 세로 방향(-시간방향-)으로 각각 쓰는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템의 채널 보상 방법.

【청구항 20】

제17 항 또는 제18 항에 있어서,
상기 제1 방향 쓰기 단계는,
상기 정보 전송 벡터의 서브 채널값 또는 채널 보상된 신호를 $M \times N$ 으로 이루어진 메모리 버퍼에 대각선 방향(-시간 방향과 주파수 방향-)으로 각각 쓰는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템의 채널 보상 방법.

【청구항 21】

제7 항 또는 제8 항에 있어서,
상기 송신단 및 수신단은 단일 개수의 $M \times N$ -point IDFT부 및 $M \times N$ -point DFT부를 각각 포함하며, 상기 송신단의 $M \times N$ 메모리 버퍼를 사용하여 상기 수신단의 잡음 완화 평균 구간을 $M \times N$ -point로 확장하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 22】

제1 항 또는 제2 항에 있어서,
상기 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부는,

상기 직렬-병렬 변환부로부터 수신되는 정보 전송 심볼 벡터에 보호 구간을 삽입한 후, 상기 보호 구간이 삽입된 정보 전송 심볼 벡터를 직렬 신호로 변환하여 전송하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 23】

제1 항 또는 제2 항에 있어서,

상기 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부는,

첨두치 대 평균치(Peak-to-average)를 최소화한 파일럿 심볼 벡터를 역이산 푸리에 변환을 수행하고, 상기 변환된 파일럿 심볼 벡터에 보호 구간을 삽입한 후, 직렬 신호로 변환하여 전송하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【청구항 24】

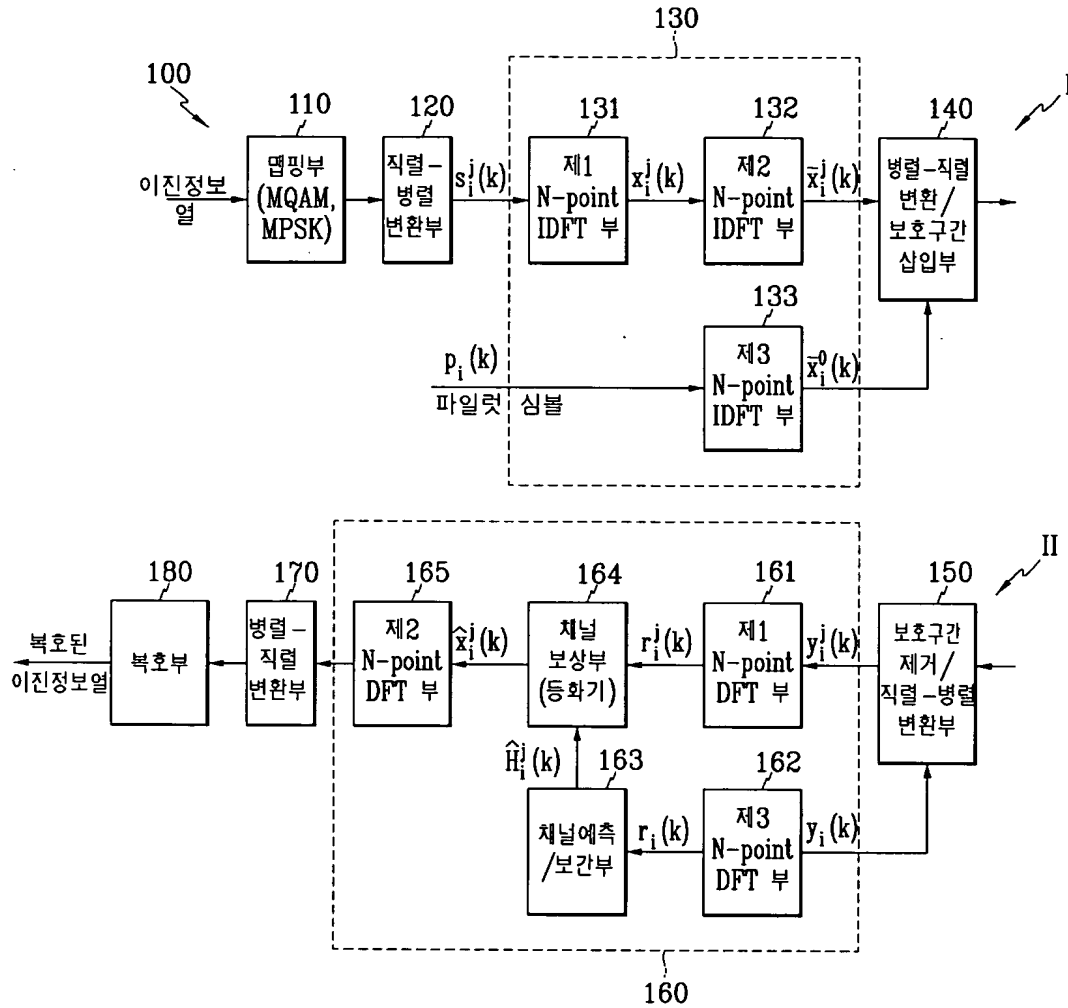
제23 항에 있어서

상기 병렬-직렬 변환/보호구간 삽입부는,

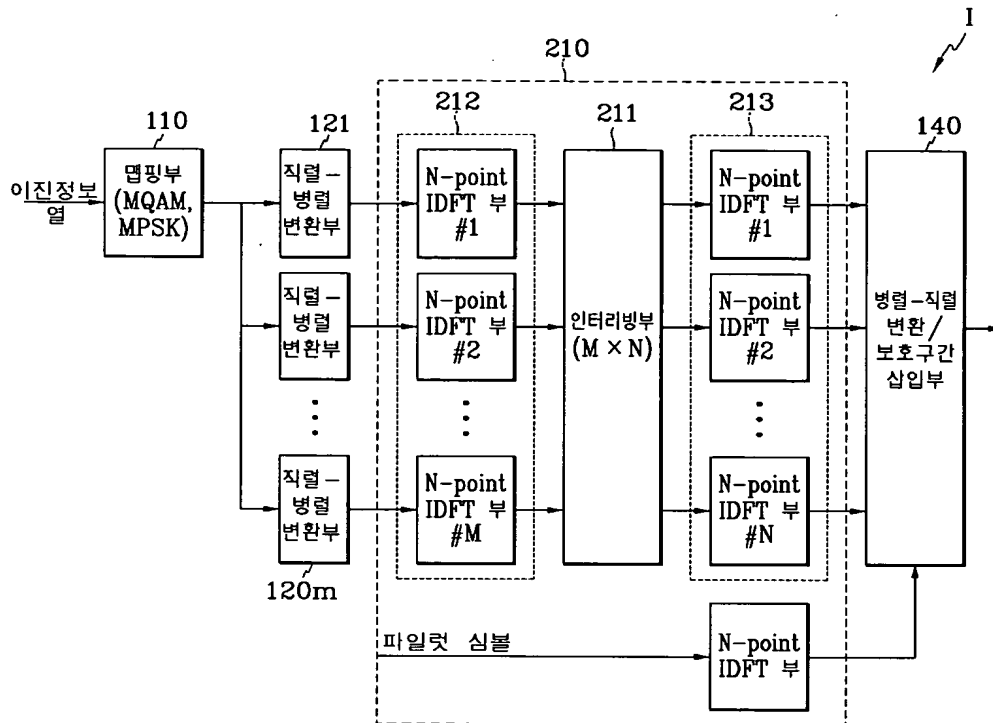
상기 첨두치 대 평균치(Peak-to-average)에 대해 최적화된 파일럿 심볼 벡터가 역이산 푸리에 변환을 통해 변조되어 메모리에 저장되어 있으며, 필요시 상기 저장되어 있는 파일럿 심볼 벡터를 읽어들이 변환한 후, 전송하는 것을 특징으로 하는 무선 통신 시스템.

【도면】

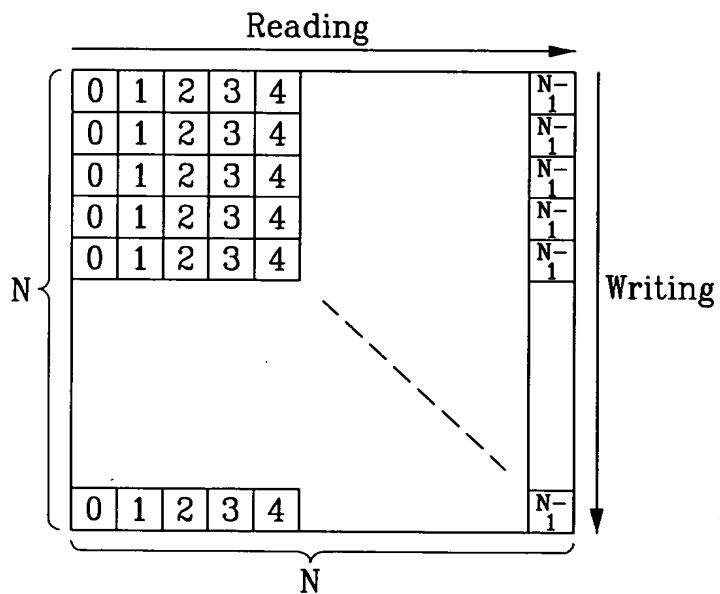
【도 1】



【도 2】

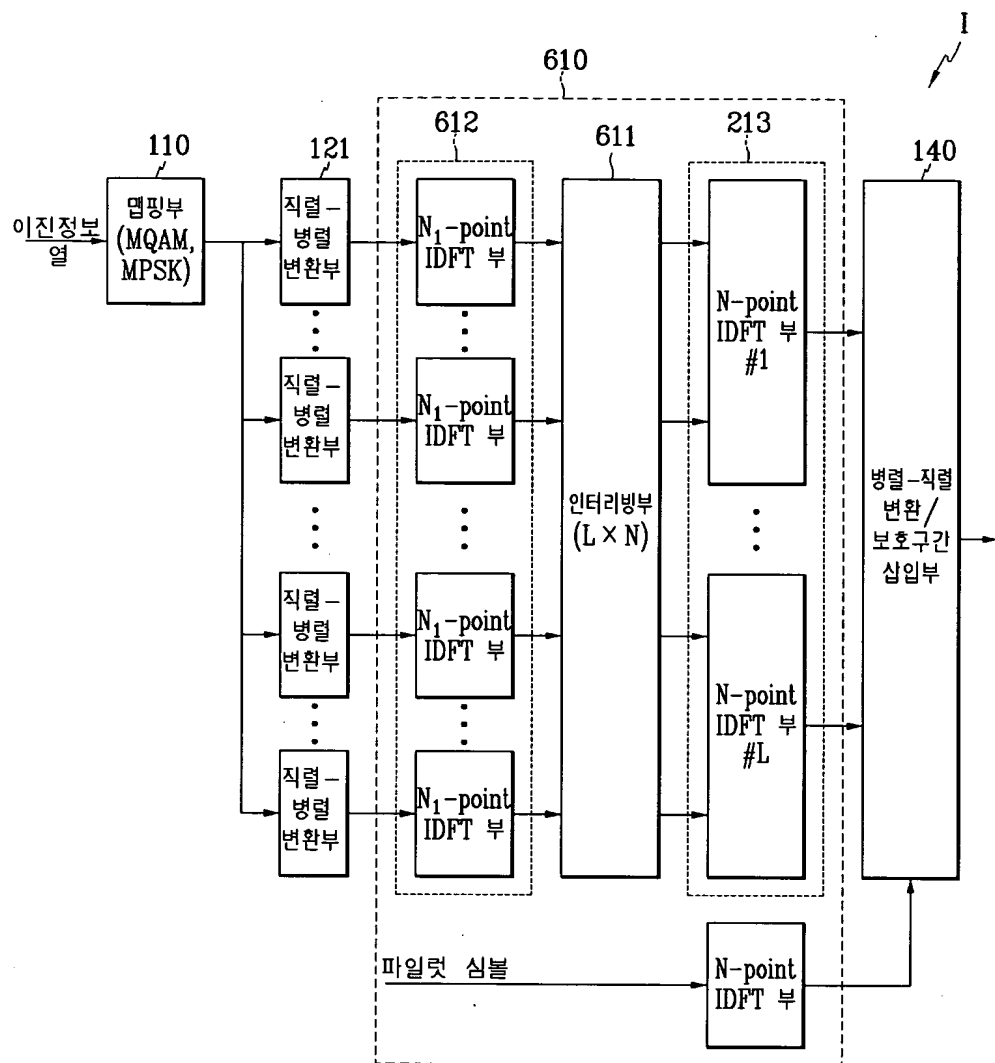


【도 3】

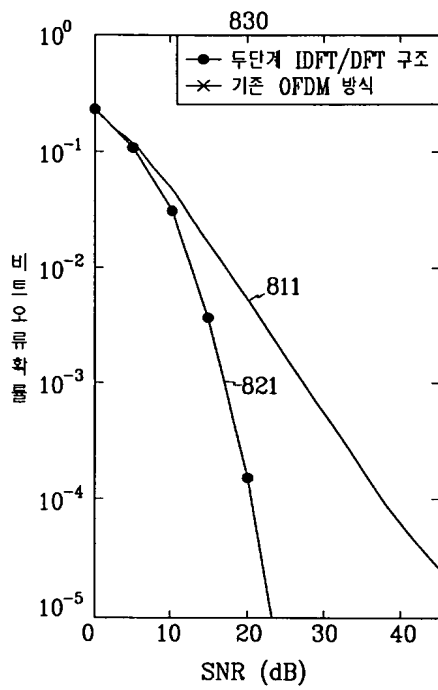


The diagram illustrates a 2D array structure for a 2D FFT algorithm. The array is labeled with dimensions N (horizontal) and M (vertical). The top-left 5x5 subarray contains indices from 0 to 24 in a row-major order. A dashed arrow labeled "Writing" points from the top-left corner (0) to the bottom-right corner (24). A solid arrow labeled "Reading" points from the bottom-left corner (1) to the bottom-right corner (0).

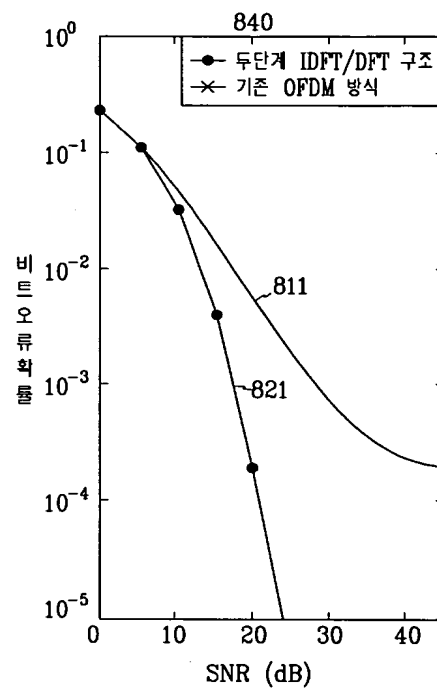
【도 6】



【도 7】

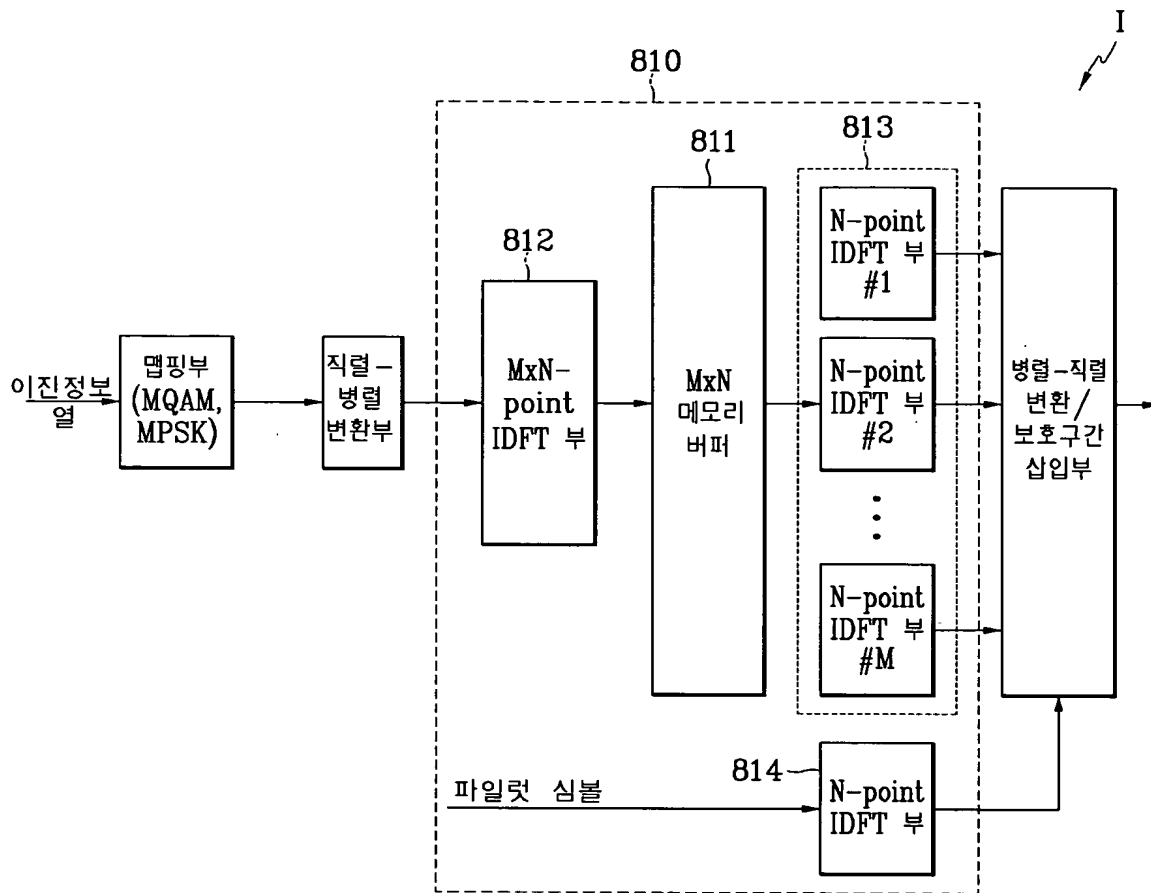


(a) 20Hz



(b) 100Hz

【도 8】



【도 9】

